



Diseño de un Sistema de Transferencia de Potencia Inalámbrica Aplicado a la Carga de Baterías en Vehículos Eléctricos

Eliana Yiceth Piedrahita Echavarría

**Universidad Tecnológica de Pereira
Facultad, Departamento de Ingeniería Electrónica
Pereira, Colombia
2019**

Diseño de un Sistema de Transferencia de Potencia Inalámbrica Aplicado a la Carga de Baterías en Vehículos Eléctricos

Eliana Yiceth Piedrahita Echavarría

Tesis o presentada como requisito parcial para optar al título de:
Ingeniera Electrónica

Director (a):
Andrés Escobar Mejía, Ph.D

Línea de Investigación:
Electrónica de Potencia

Grupo de Investigación:
Electrónica de Potencia y Conversión de la Energía

Universidad Tecnológica de Pereira
Facultad, Departamento de Ingeniería Electrónica
Pereira, Colombia
2019

Dedicatoria

Principalmente agradezco a Dios, a mi madre por su apoyo incondicional, a mis abuelas maternas que, con el amor, dedicación y la alegría, me llenaban de valor para continuar con este sueño que comenzó en una visita técnica cuando tenía tan solo 10 años.

Agradecimientos

Agradezco a Dios mediante por brindarle la salud y la disposición para continuar cada día, a mi madre Lucero Echavarría por su constancia y apoyo porque yo saliera adelante, a mis abuelas maternas por sus consejos y por demostrar su inmenso orgullo porque su hija, nieta, saliera adelante

A mis familiares por sus buenos deseos, admiración y respeto sobre la decisión que tome y por mi profesión. Gracias por tanto amor

A mis amigos que estuvieron durante el proceso y a los que dejaron de serlo también ya que me ayudaron durante el proceso, a mi director de tesis Ph.D. Andrés Escobar Mejía por su colaboración y por su paciencia durante todo este proceso.

Resumen

Le presente trabajo de investigación se centrada en el diseño de un sistema de transferencia de potencia inalámbrica aplicado a la carga de baterías en vehículos eléctricos. El principal aporte es la implementación en el dominio del tiempo de un esquema de control por realimentación de variables de estado que emplea las variables observadas a la salida de un estimador. El sistema es validado sobre un convertidor resonante LCL-T, que es comúnmente empleado en la carga inalámbrica de las baterías a bordo de los vehículos eléctricos. Las simulaciones muestran la eficacia del observador en estimar las variables del sistema y la capacidad que tiene el esquema de control en llevar la salida a los valores de referencia.

Palabras clave: Conversores resonantes, transferencia de potencia inalámbrica, vehículos eléctricos.

Abstract

This research work focuses on investigating the design of a Wireless Power Transfer (WPT) system applicable to the battery charge of Electric Vehicles (EV). The main contribution is the time-domain implementation of a control scheme via full-state feedback using a reduce order observer. Time-domain simulations on a LCL-T resonant converter are conducted to validate both the functionality of the observer and the effectiveness of the control scheme to take the output to the desired reference.

Keywords: Electric vehicles, resonant converters, wireless power transfer.

CONTENIDO

Capítulo 1	11
1.1 Introducción	11
1.2. Objetivos de Investigación	12
1.3. Metodología de Investigación	13
1.4. Estructura de la Tesis	13
Bibliografía	13
Capítulo 2	15
2.1 Estado del Arte	15
2.1.1 Vehículos eléctricos y cargadores de baterías	15
2.1.2 Ventajas y desventajas de los EV	15
2.1.3 Resumen sobre baterías	16
2.1.4 Tipos de baterías	17
2.1.5 Convertidores electrónicos de potencia para cargadores de baterías	17
2.1.6 Breve historia de la electrónica de potencia móvil	18
2.1.7 Principio general del WPT	19
2.1.8 Principios fundamentales de un sistema de transferencia de potencia inductiva (IPT)	21
Bibliografía	22
Capítulo 3	24
3.1 Introducción	24
3.2. Conversor resonante tipo LCL-T	24
3.3. Modelo de pequeña señal del convertidor LCL-T	25
Bibliografía	28
Capítulo 4	29
4.1 Introducción	29
4.2 Esquema de control	29
4.2.1 Diseño del observador	30
4.2.2 Diseño del controlador	32
Bibliografía	33
Capítulo 5	34
Conclusiones y Trabajo Futuro	34

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1. Esquemático de las etapas para cargadores de baterías en.....	18
Figura 2.2. Nikola Tesla (1856-1943) y su experimento de WPT	18
Figura 2.3. Configuración general de un sistema WPT	20
Figura 2.4. Esquemático de WPT para la carga de baterías de vehículos eléctricos.....	21
Figura 2.5. Flujos magnéticos de dos inductores acoplados en el dominio del tiempo instantáneo. Caso sin carga (a), caso con carga (b).....	22
Figura 3.1. Esquema del conversor LCL-T	25
Figura 3.2. Modelo equivalente del conversor LCL-T.....	25
Figura 4.1. Cambios en las variables de estado del sistema $X = i_1 \ v_{c1} \ v_{c2} \ i_{track}$ para variaciones en el voltaje de entrada.....	31
Figura 4.2. Desempeño del observador en la estimación de las corrientes i_1 e i_{track} durante las condiciones iniciales (a), (c), y cuando cambia la referencia (b) y (d) en 1ms	32
Figura 4.3. Esquemático del sistema de control con realimentación del estado	32
Figura 4.4. Comportamiento de la corriente i_{track} (azul) a medida que varía la referencia i^* i_{track} (rojo).....	33

LISTA DE TABLAS

Tabla 1. Parámetros del sistema LCL-T.....	30
--	----

Capítulo 1

1.1 Introducción

Actualmente la preocupación por reducir las emisiones contaminantes debidas a sistemas de transporte que emplean combustibles fósiles, ha llevado a la adopción de vehículos alimentados por fuentes de energía comparativamente más limpias, como baterías, pilas de combustible, etc., en lugar de vehículos basados en motores de combustión interna o *Internal Combustion Engine* (ICE) [1]. A diferencia de los vehículos de ICE, los vehículos eléctricos o *Electric Vehicles* (EV) no han alcanzado la madurez, por lo que los grupos de investigación, en asocio con las empresas, están llevando a cabo esfuerzos para mejorar el rendimiento general de estos vehículos [2].

Diferentes investigaciones se están enfocando en la búsqueda de soluciones para aumentar la autonomía de los vehículos, aumentar la densidad de energía de las baterías, suavizar las corrientes durante la aceleración y la regeneración al suministrar y absorber los picos de corriente mediante supercapacitores, diseñar cargadores rápidos, cargar mientras se está en movimiento, etc [3]. En la actualidad, el transporte por carretera en todo el mundo emplea principalmente derivados del petróleo. Esto genera la emisión de una gran cantidad de gases de efecto invernadero, lo que dificulta el cumplimiento de las estrictas normativas medioambientales [4]. Además, es bien conocido que las reservas de petróleo en el mundo están llegando a su límite.

Por lo tanto, para conservar energía y proteger el medio ambiente, la electrificación del transporte se ha llevado a cabo en las últimas décadas [5]. La electrificación del transporte permite el uso de energía no solo de combustibles fósiles sino también de fuentes de energía renovables, como la energía hidroeléctrica, la energía solar fotovoltaica y la energía eólica.

En la mayoría de cargadores de baterías, la energía fluye desde la red eléctrica a la batería (cargadores de baterías unidireccionales) y son considerados de gran simplicidad, por lo que gozan de una interconexión de red reducida y ocasionan una menor degradación de la batería. Por otro lado, algunos cargadores de baterías gestionan el flujo de energía en ambas direcciones y pueden realizar operaciones auxiliares en la red que van desde entregar potencia durante picos de demanda, hasta la compensación de potencia reactiva.

La carga de un EV puede realizarse mediante carga conductiva (cableada) o carga inalámbrica. La carga por cable utiliza medios de conexión entre el suministro eléctrico y la entrada de carga del vehículo. A pesar de que la carga con cables es comúnmente utilizada, los problemas con estos son comunes, causando problemas de seguridad eléctrica. Desde hace algunos años, el interés por el facilitar el suministro de cargas eléctricas a través del espacio libre para prescindir de cualquier conexión por cable con la red, ha venido en aumento gracias principalmente a los avances en la electrónica de potencia. La transferencia

de potencia inalámbrica o *Wireless Power Transfer* (WPT) es tema de estudio en este trabajo de grado y se estudiará su relevancia aplicada a la carga de EV.

La carga inalámbrica de las baterías de los EV ofrece diferentes ventajas en comparación con su contraparte cableada. Por estas razones, se espera que los sistemas que emplean WPT desempeñen un papel importante en el futuro proceso de carga para los EV.

Se pueden utilizar tres tipos de campos aplicados a los sistemas de WPT: campos eléctrico, magnético y electromagnético. La tecnología de campo magnético –más adoptada en los WPT hoy en día–, es la más conveniente porque transfiere mucha más energía por unidad de volumen que la tecnología de campo eléctrico, y a mayores eficiencias que la tecnología de campo electromagnético. De hecho, los sistemas WPT de baja potencia con bobinas estrechamente acopladas están disponibles comercialmente desde hace algunos años. Sin embargo, en los últimos tiempos, ha surgido interés por transferir energía a una potencia media-alta a un equipo a una distancia de más de un metro.

Desde los aspectos funcionales, los sistemas de WPT para EV está disponible en laboratorios en aplicaciones estacionarias (vehículo estacionado) como dinámicas (vehículo en movimiento). Sin embargo, para que esté disponible para la comercialización a gran escala, se deben realizar investigaciones que permitan reducir los costos de implementación, mejorar el rendimiento del sistema, encontrar mejores topologías y facilitar su implementación.

Este trabajo de investigación muestra las consideraciones a tener en cuenta en el diseño de un sistema de transferencia aplicado a la carga de la batería de un EV. Se comienza con la teoría básica del WPT, y luego ofrece una breve descripción de las partes principales de un sistema WPT incluyendo el acoplador magnético, la red de compensación y el convertidor de electrónica de potencia. Más adelante se presenta el caso de estudio y se desarrolla un controlador por realimentación de espacio de estados para regular la corriente de entrada a la batería ubicada en el EV.

1.2. Objetivos de Investigación

El objetivo de la investigación es el diseño de un sistema de transferencia de potencia inalámbrica aplicado a la carga de baterías en un EV. Se emplea un convertidor resonante tipo LCL-T para el caso de estudio y se estudia su comportamiento utilizando la técnica de modelo generalizado de espacios de estado o *Generalized State-Space Averaging* (GSSA) [6]. Utilizando el modelo de espacios del conversor, se diseña un esquema de control por realimentación de estados que permite controlar la corriente de salida, que es la misma que circula por el secundario de sistemas WPT.

1.3. Metodología de Investigación

Para lograr los objetivos planteados al inicio del trabajo de investigación se adoptó la siguiente metodología:

Paso uno: Estudio exhaustivo de los convertidores de potencia existentes y las topologías de compensación para sistemas WPT. Se estudian méritos, ventajas y desventajas de cada una de ellas.

Paso dos: Teniendo en cuenta el hecho de que ya se ha llevado a cabo un extenso estudio de las topologías de convertidores de fuente de tensión, y la viabilidad de las mismas para el tema de estudio, se procede a realizar un estudio detallado del convertidor resonante tipo LCL-T para su posterior modelamiento.

Paso tres: Se identifican las variables de estado del sistema y se determina cuáles de ellas son observables para diseñar el controlador en lazo cerrado.

Paso cuatro: Se realizan simulaciones del sistema en lazo abierto y se hacen variaciones a la entrada para establecer el comportamiento del modelo de pequeña señal. El modelo es comparado con las simulaciones de un sistema desarrollado en Matlab/Simulink.

Paso cinco: Se diseña un observador de estados que son utilizados para la técnica de control desarrollada en este trabajo de investigación.

Paso seis: Se valida el observador y la funcionalidad del control por realimentación de estados al verificar que la corriente de salida del sistema sigue la referencia deseada.

1.4. Estructura de la Tesis

Este trabajo de investigación está dividido en cinco capítulos los cuales pretenden ilustrar al lector en el tema de los WPT. Inicialmente el capítulo uno proporciona un breve resumen sobre los antecedentes y el objetivo de la tesis. Luego en el capítulo dos se hace una revisión del estado del arte del tema de estudio. El capítulo tres describe el modelo matemático del convertidor resonante LCL-T, en donde se describen todas las ecuaciones matemáticas del sistema. En el capítulo cuatro se diseña un esquema de control mediante realimentación de estado y se implementa un observador para estimar las variables que no son sensadas. Finalmente, en el capítulo cinco se dan conclusiones del trabajo realizado y se hace recomendaciones para trabajos futuros dentro del grupo de investigación de Electrónica de Potencia de la Universidad Tecnológica de Pereira.

Bibliografía

- [1] E. Costa, J. Seixas, "Contribution of Electric Cars to the Mitigation of CO₂ Emissions in the City of Sao Paulo," in *Proceedings of the IEEE Conference on Vehicle Power and Propulsion Conference*, (VPPC), pp. 1–5, Coimbra, 2014.

- [2] M. Kim, D. Joo, B.K. Lee, “Design and Control of Inductive Power Transfer System for Electric Vehicles Considering Wide Variation of Output Voltage and Coupling Coefficient,” in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 2, pp. 1197–1208, February, 2019.
- [3] A. Anto, M.V. Sreethumol, “Review of Electric Vehicles,” in *Proceedings of the 2018 International Conference on Control, Power, Communication and Computing Technologies*, (ICCPCT), pp. 392–398, 2018.
- [4] S.S. Williamson, A. K. Rathore, F. Musavi, “Industrial Electronics for Electric Transportation: Current State-of-the-Art and Future Challenge,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 5, pp. 3021–3032, May, 2015.
- [5] A. Khaligh, S. Dusmez, “Comprehensive Topological Analysis of Conductive and Inductive Charging Solutions for Plug-In Electric Vehicles,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 61, no. 8, pp. 3475–3489, October, 2012.
- [6] H. Hao, G.A. Covic, J.T. Boys, “An Approximate Dynamic Model of LCL-T –Based Inductive Power Transfer Power Supplies,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 10, pp. 5554–5567, October, 2014.

Capítulo 2

2.1 Estado del Arte

2.1.1 Vehículos eléctricos y cargadores de baterías

Los EV obtienen su suministro eléctrico a través de una batería o pila de combustible. En el primero de los casos, se puede recargar (o descargar) la batería desde la red eléctrica. Actualmente, los EV son proyectados como el transporte del futuro ya que aseguran una emisión cero con un menor costo de operación y mantenimiento. Los avances en la electrónica de potencia han permitido el diseño de convertidores eléctricos que permiten almacenar energía durante el frenado, aumentando la autonomía de manejo [1]. El hecho de incluir en el EV la energía necesaria para la propulsión, así como para soportar otras utilidades en el mismo, afecta directamente el diseño y el rendimiento del vehículo [2].

Los cargadores de baterías juegan un papel importante en el desarrollo de los EV. El tiempo de carga y la duración de la batería están relacionados con las características del cargador. Un cargador de baterías debe ser eficiente y confiable, con alta densidad de potencia, bajo costo, bajo volumen y peso. Su funcionamiento depende de los componentes, las estrategias de control y conmutación, los circuitos integrados, el costo y los tipos de convertidores. Un cargador de un EV debe garantizar que la corriente de la red pública se extraiga con una distorsión baja para minimizar el impacto en la calidad de la energía y con un factor de potencia alto para maximizar la potencia real disponible en una toma de corriente [3], [4].

El escenario actual de los EV y los cargadores de baterías es promisorio y los desarrollos han permitido revolucionar la forma de ver los sistemas de transporte. En la actualidad, diversos fabricantes de automóviles están altamente comprometidos con la investigación y desarrollo de nuevos EV. Como se menciona en [5], la tecnología de los EV ya es lo suficientemente madura para satisfacer las necesidades de conducción de una gran parte de los conductores, aunque en [6] se indican las limitaciones de alcance de los modelos de EV actuales siguen siendo una barrera psicológica para la aceptación pública en un Gran escala. En este capítulo se presenta una descripción general del vehículo eléctrico y los cargadores de baterías convencionales.

2.1.2 Ventajas y desventajas de los EV

Ventajas

- a) Los EV son mucho más eficientes energéticamente que los vehículos convencionales. En un EV aproximadamente el 86% de la energía utilizada para cargar la batería, es empleada para alimentar el motor del vehículo [6], [7]. Ahora bien, la mayoría de los vehículos

convencionales convierten solo alrededor del 20% de la energía de la gasolina en energía de salida del motor.

- b) Los EV reducen la dependencia de combustibles fósiles en los sistemas de transporte. Además, pueden reducir los costos de los derivados del petróleo al afectar la oferta y la demanda.
- c) El uso creciente de EV tiene un impacto positivo en el medio ambiente debido a la potencial reducción vehículos convencionales que contaminan el medio ambiente.
- d) Los motores eléctricos poseen un funcionamiento silencioso, suave y cuentan con una aceleración más fuerte. Además, estos requieren menos mantenimiento en comparación con los motores de combustión interna.
- e) Casi el 100 % de las baterías empleadas se pueden reciclar, lo que evita que las baterías viejas se conviertan en un problema de desecho.

Desventajas

- a) Los tiempos de carga de las baterías de los EV son prolongados lo que afecta su inmediata disponibilidad. Los tiempos de carga dependen de la tecnología de la batería, el tipo de cargador y los niveles de tensión de la alimentación de entrada.
- b) La electricidad utilizada para recargar las baterías EV en ocasiones proviene de plantas que emplean la quema de combustibles fósiles para la generación.
- c) Las baterías son pesadas y poseen grandes volúmenes. Estos son función de la potencia y la densidad de energía. En sistemas de transporte masivo se pueden requerir grandes bloques de baterías para proporcionar energía adicional en el momento del arranque.

2.1.3 Resumen sobre baterías

La batería es un componente clave para cualquier tipo de EV, y hasta la fecha es, junto con el suministro de celdas de combustible, el único dispositivo que puede almacenar suficiente energía eléctrica para darle al vehículo un rango de conducción razonable. En términos simples una batería es un dispositivo que convierte la energía química en energía eléctrica, y que está compuesta por celdas que típicamente contienen dos electrodos y el electrolito, cuya reacción química es responsable de la generación de electricidad. En la mayoría de las baterías, la reacción química se puede revertir y la energía eléctrica se puede almacenar en forma química, cargando la batería. Para aplicaciones de tracción, los parámetros funcionales más importantes para una batería son energía específica, potencia específica, voltaje de celda, eficiencia, temperatura de operación, tasa de auto descarga, vida útil, ciclo de vida, tasa de recarga y masa (unidad de volumen) [7].

El desafío de transformar los EV desde el concepto a la realidad, es hacer que las baterías se carguen de manera rápida, segura y confiable. Como un EV suele estacionarse en las noches, el cargador de batería es conectado a una salida ac para una carga nocturna lenta. Ahora bien, dependiendo de la capacidad de la batería y la profundidad de descarga, el tiempo de carga es de aproximadamente 6 a 8 h, y la corriente de carga generalmente se limita hasta 15 A [8], [9].

2.1.4 Tipos de baterías

Existen diferentes tipos de baterías para EV. Las más utilizadas son [10]:

- a) Baterías de níquel e hidruro metálico: estas tienen una mayor densidad de energía que las baterías de plomo-ácido (aproximadamente 69,4 Wh/kg) y se han utilizado en muchos vehículos con enchufes totalmente eléctricos, como el Toyota RAV4 EV, General Motors EV1 y Honda EV Plus. También se han utilizado en vehículos híbridos, incluidos Toyota Prius y Honda Civic Hybrid. En general, tienen un impacto ambiental menor que las baterías de níquel-cadmio debido a la ausencia de cadmio tóxico. La mayoría del níquel industrial también se recicla debido a su alto valor.
- b) Baterías de plomo-ácido: son las más disponibles, ya que tanto el material del que está hecha la batería como el proceso de fabricación, son bien conocidos, son económicos y confiables. El reciclaje de baterías de plomo-ácido es popular, aunque se necesita un sistema de control de contaminación efectivo para reducir las emisiones durante su reciclaje.
- c) Baterías de iones de litio: las baterías de iones de litio son ampliamente preferidas para el uso de EV debido a capacidad de carga. También son menos costosas que el níquel y tienen una baja tasa de descarga (aproximadamente 5%/mes en comparación con el 30%/mes de las baterías de hidruro de níquel-metal). Para prolongar la vida útil de este tipo de baterías, nunca deben descargarse si el voltaje mínimo de salida ha sido alcanzado y deben mantenerse bajo ciertas condiciones de temperatura.

2.1.5 Convertidores electrónicos de potencia para cargadores de baterías

El circuito que compone la electrónica de potencia para los cargadores de baterías consiste en un convertidor de tipo ac-dc seguido de un convertidor dc-dc. El convertidor ac-dc rectifica la tensión de la red eléctrica. El convertidor dc-dc controla la tensión/corriente suministrada a la batería de acuerdo con su perfil de carga. En la mayoría de los cargadores de baterías disponibles en el mercado, las dos etapas están separadas por una etapa de aislamiento formada por un inversor de alta frecuencia, un transformador de acoplamiento y un rectificador de alta frecuencia [11], como se muestra en la Fig. 2.1.

El convertidor de energía ac-dc más simple usa diodos como componentes rectificadores. Es simple, barato y se puede realizar tanto en versiones monofásicas como trifásicas, sin embargo, es bien conocido que se inyectan componentes armónicas a la red, por lo que se requieren filtros de entrada adicionales para cumplir con límites de calidad energía establecidos en los estándares. Para un cargador de batería de mediana y alta potencia, el uso de filtros de entrada no es viable por su elevado costo, por lo tanto, se debe usar un convertidor de ac-dc con mejores prestaciones (utilizando dispositivos como IGBTs y MOSFETs).

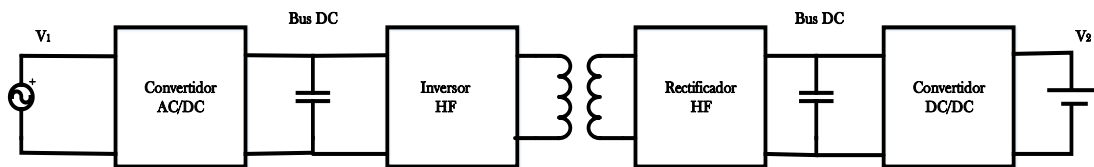


Figura 2.1. Esquemático de las etapas para cargadores de baterías en aplicaciones de EV

2.1.6 Breve historia de la electrónica de potencia móvil

No se puede hablar de la potencia móvil o la potencia inalámbrica sin mencionar al gran científico Nikola Tesla, quien realizó varios experimentos con WPT, e inventó un “sistema mundial” para la transmisión de energía eléctrica sin cables como se muestra en la fig. 2.2. Aunque Tesla no logró transmitir la potencia inalámbrica a lo largo del continente como lo deseaba, inspiró a numerosos ingenieros y científicos con respecto a la transferencia remota de energía sin cables. Nikola Tesla fue el pionero de la telegrafía inalámbrica, que Guglielmo Marconi inventó competitivamente en 1895. Existían en la época muchos competidores en ese momento en la utilización de ondas electromagnéticas –descubiertas por Heinrich Hertz en 1886– para telecomunicaciones. Incluyendo su trabajo en sistemas trifásicos de alimentación de ca y motores de inducción, Nikola Tesla hizo las contribuciones más significativas a la era de la electricidad del siglo XX.

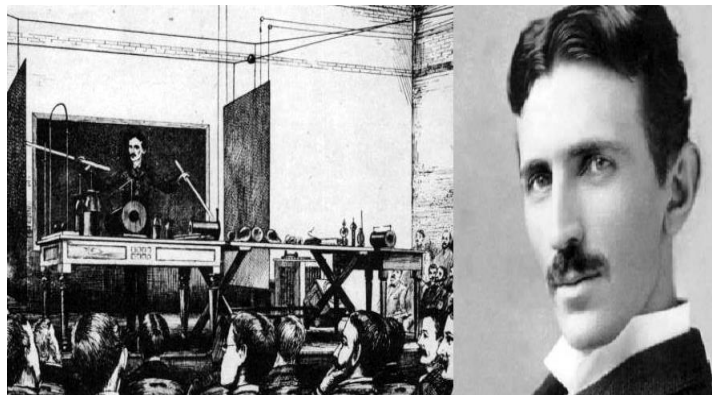


Figura 2.2. Nikola Tesla (1856-1943) y su experimento de WPT

Nikola Tesla estaba muy interesado en los campos magnéticos variables en el tiempo (base de muchos de sus inventos) y su aplicación en las comunicaciones inalámbricas, los motores de inducción y los sistemas WPT. Como lo reconocen fácilmente los ingenieros experimentados, los campos magnéticos son muy difíciles de manejar en comparación con los campos eléctricos y circuitos eléctricos. El diseño de imanes y bobinas se considera una de las tareas más desafiantes en ingeniería eléctrica. Una bobina de Tesla, es uno de los ejemplos que es difícil de diseñar y comprender en términos de su comportamiento. Inventó

esta bobina como un medio para generar una fuente de energía de alta frecuencia y alta tensión y todavía se usa para generar chispas eléctricas. En ese momento, no había interruptores de semiconductores que pudieran soportar alta tensión, por lo que utilizó un interruptor mecánico para encender el timbre resonante de los circuitos LC. Utilizando las capacitancias parásitas y las inductancias del transformador secundario, aumentó la tensión resonante a varias decenas de kV. Este “transformador resonante” es una característica única de la bobina Tesla y bastante diferente de los transformadores convencionales, que están cerca de un transformador ideal. Por ejemplo, la tensión de salida de un transformador resonante no es simplemente proporcional a la relación de espiras de los devanados primarios y secundarios del transformador y, por lo general, se vuelve mucho más alta que la relación de espiras cuando se sintoniza. Este fenómeno extraño ha sido un problema misterioso en el diseño de la bobina de Tesla y puede explicarse por teorías tales como el modelo matemático en el capítulo tres de este trabajo de investigación.

2.1.7 Principio general del WPT

2.1.7.1 Configuración general de un sistema WPT

Un sistema WPT se compone de partes transmisoras (Tx) y receptoras (Rx), como se muestra en la Figura 2.3. La parte Tx se compone de una fuente de alimentación de ac o dc, convertidor primario, compensador primario, enlace de comunicación principal, controlador primario y un dispositivo Tx como una bobina, placa de metal, antena y fuente de luz. La parte Rx se compone de un dispositivo Rx (bobina, placa de metal y célula solar), compensador secundario, controlador secundario, convertidor secundario, enlace de comunicación secundario y carga de dc o ac.

Para la transferencia de potencia inductiva o *Inductive Power Transfer* (IPT) y la transferencia de potencia capacitiva o *Capacitive Power Transfer* (CPT), el convertidor primario consta de un rectificador de ac-dc (si se utiliza una fuente de corriente alterna) y un inversor de alta frecuencia o *High Frequency* (HF) para la conversión de corriente dc-ac, mientras que el convertidor secundario está compuesto de un ac de HF, rectificador de dc (no se requiere para una carga de ac) y un regulador de dc-dc (si la carga de dc necesita tensión o regulación de corriente). El inversor HF y el rectificador (conmutación forzada o no) se utilizan a menudo porque la energía inalámbrica a través del espacio abierto tiende a ser más fácil para las altas frecuencias. Sin embargo, esto no siempre es cierto y en ocasiones se emplea una fuente de alimentación de 50 Hz, 60 Hz o 400 Hz para el IPT sin el inversor de HF.

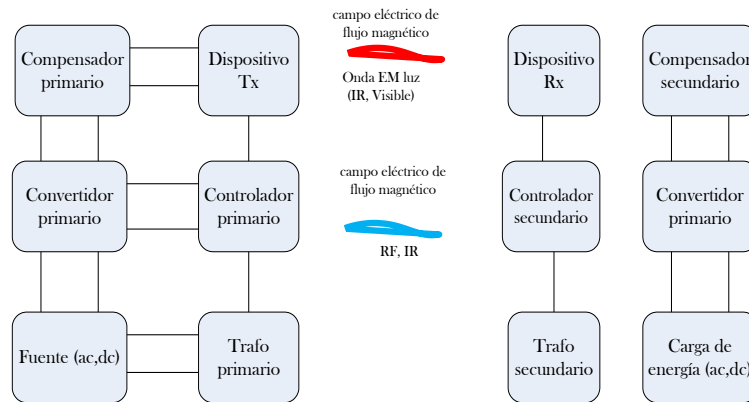


Figura 2.3. Configuración general de un sistema WPT

Los compensadores primarios y secundarios generalmente son circuitos LC sin pérdidas en sistemas IPT y CPT para lograr una mayor eficiencia energética. Estos logran mejorar el factor de potencia de la fuente y los lados de carga, así como disminuir las corrientes y tensiones armónicas de modo que se produce una gran transferencia de potencia y baja interferencia electromagnética.

2.1.7.2 Tecnología WPT para vehículos eléctricos

Con el creciente interés en la movilidad eléctrica en los últimos años, se está demostrando las múltiples ventajas que tienen los EV en el transporte futuro. La tecnología de carga WPT tiene el potencial de generar un cambio positivo en la mentalidad de las personas con respecto a los EV. Es claro que uno de las principales razones que han retrasado la implementación de los EV es la complejidad en los procesos de carga que emplean cables.

La carga a través de WPT tiene la ventaja de que puede hacer que el proceso de carga sea automatizado, conveniente y seguro para los usuarios, además la introducción a gran escala de la infraestructura de carga de WPT puede ayudar a reducir el tamaño del paquete de baterías y, a su vez, hacer que los EV sean más eficientes y ligeros.

En los últimos años, algunos de los principales fabricantes como GM, Qualcomm halo, Delphi, Toyota, etc, han mostrado interés en la tecnología de carga inalámbrica y recientemente Qualcomm introdujo la tecnología WPT en EV [12]. También diferentes grupos de investigación en diversas universidades están llevando a cabo investigaciones en este campo. La figura 2.4 muestra el sistema de carga WPT para la aplicación EV [13]. El devanado primario del sistema WPT está conectado a la red a través del sistema convertidor, está enterrado en el suelo y transfiere la energía al devanado secundario del sistema WPT. El secundario está ubicado en el EV y el circuito de carga realiza la carga de la batería.

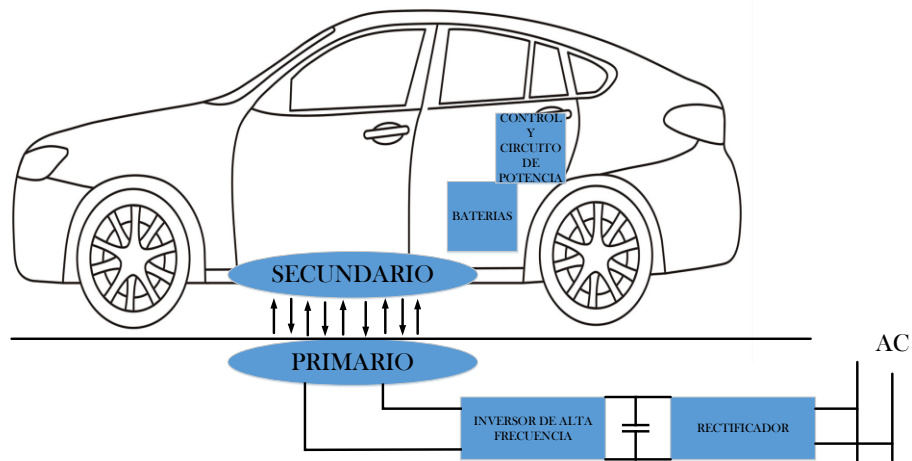


Figura 2.4. Esquemático de WPT para la carga de baterías de vehículos eléctricos

2.1.8 Principios fundamentales de un sistema de transferencia de potencia inductiva (IPT)

Como se muestra en la Fig. 2.5, el IPT se basa en múltiples inductores cuyos flujos magnéticos se entrelazan entre sí, donde la bobina Tx con N_1 número de vueltas es accionada por una fuente de tensión (o corriente) y la bobina Rx con N_2 número de vueltas es conectado a una carga (o a veces cargas activas como una batería y una fuente de corriente).

Considérese primero el caso sin carga, como se muestra en la Figura 2.4 (a). A medida que la corriente fluye, el flujo magnético se genera a partir de la bobina Tx, donde parte del flujo magnético propio es ϕ_{11} y el resto que se cruza con la bobina Rx es ϕ_{12} , que incurre en una tensión inducida. Debido a que no hay corriente de carga, no hay flujo magnético generado desde Rx debido; sin embargo, existe tensión inducida en los terminales.

Para el caso con carga, como se muestra en la Figura 2.4 (b), la bobina Rx también genera flujo magnético de forma similar a la Tx. En este caso existe flujo propio y flujo de acople entre las dos bobinas debido a la corriente que circula entre cada una de ellas. Los dos inductores no solo están acoplados magnéticamente, sino que también están acoplados eléctricamente a través de circuitos eléctricos del lado de la fuente y de la carga en la mayoría de los casos.

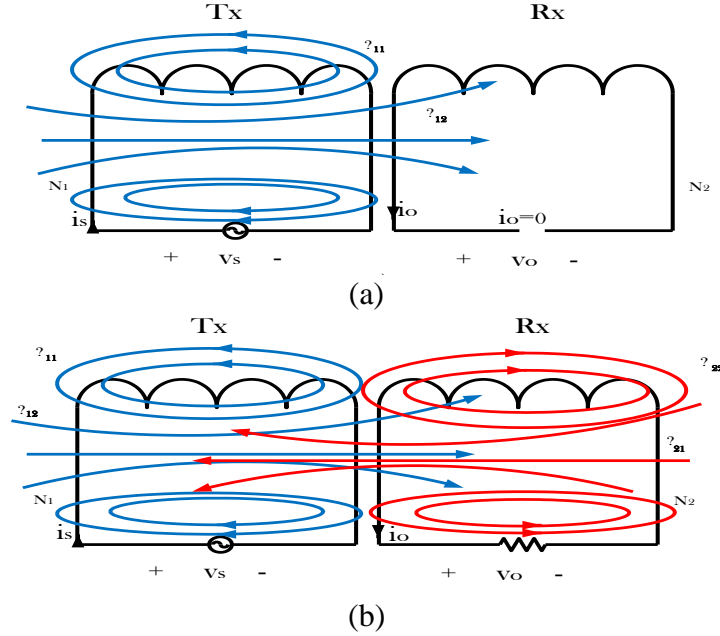


Figura 2.5. Flujos magnéticos de dos inductores acoplados en el dominio del tiempo instantáneo. Caso sin carga (a), caso con carga (b)

2.1.9 Descripción general de las topologías de compensación

Para la WPT diferentes topologías son implementadas dependiendo del tipo de aplicación. Factores como la distancia, el material y tipo de acople, las características del transmisor y del receptor, son esenciales al momento de seleccionar la topología [14]. En general las topologías resonantes son preferidas sobre otro tipo de convertidores, debido a su alta eficiencia a altas frecuencias (característico de los sistemas WPT) y a su buen desempeño en la región de operación deseada [15]. Topologías como los conversores resonantes LCC [16], LLC [17] y otras con enlaces dc-dc de alta frecuencia [18], [19] han sido ampliamente documentadas para este tipo de aplicaciones.

Bibliografía

- [1] O. Hegazy, R. Barrero, J. Van Mierlo, P. Lataire, N. Omar, T. Coosemans, “An Advanced Power Electronics Interface for Electric Vehicles Applications,” in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 12, pp. 5508–5521, December, 2013.
- [2] C.C. Chan, “The state of the art of electric, hybrid, and fuel cell vehicles,” in *Proceedings of the IEEE*, vol. 95, no. 4, pp. 704–718, April, 2007.
- [3] S.S. Williamson, A. K. Rathore and F. Musavi, “Industrial Electronics for Electric Transportation: Current State-of-the-Art and Future Challenge,” *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 5, pp. 3021–3032, May, 2015.
- [4] A. Khaligh, S. Dusmez, “Comprehensive Topological Analysis of Conductive and Inductive Charging Solutions for Plug-In Electric Vehicles,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 61, no. 8, pp. 3475–3489, October, 2012.

- [5] N.S. Pearre, W. Kempton, R. Guensler, V.V. Elango “Electric vehicles: How much range is required for a day’s driving?,” in *Transportation Research Part C: Emerging Technologies*, vol. 19, no. 6, pp.1171–1184, December, 2011.
- [6] T. Franke, I. Neumann, F. Bühler, P. Cocron, J.F. Krems “Experiencing range in an electric vehicle - understanding psychological barriers,” in *Applied Psychology Journal*, vol. 61, pp.368–391, July, 2012.
- [7] K.N. Mude, “Battery charging method for electric vehicles: From wired to on-road wireless charging,” in *Chinese Journal of Electrical Engineering*, vol. 4, no. 4, pp. 1–15, December, 2018.
- [8] S. Jeong, Y.J. Jang, D. Kum, M.S. Lee, “Charging Automation for Electric Vehicles: Is a Smaller Battery Good for the Wireless Charging Electric Vehicles?,” *IEEE Transactions on Automation Science and Engineering*, vol. 16, no. 1, pp. 486–497, January, 2019.
- [9] R. Xiong, J. Cao, Q. Yu, H. He, F. Sun, “Critical Review on the Battery State of Charge Estimation Methods for Electric Vehicles,” in *IEEE Access*, vol. 6, pp. 1832–1843, 2018.
- [10] C. Zhang, K. Li, S. Mcloone, Z. Yang, “Battery modelling methods for electric vehicles - A review,” in *Proceedings of the IEEE 2014 European Control Conference (ECC)*, pp. 2673–2678, Strasbourg, 2014.
- [11] S. Kumar and A. Usman, “A Review of Converter Topologies for Battery Charging Applications in Plug-in Hybrid Electric Vehicles,” in *Proceedings of the 2018 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS)*, pp. 1–9, Portland, OR, 2018.
- [12] Qualcomm, “Wireless Electric Vehicle Charging (WEVC),” 2017, Available: <https://www.qualcomm.com/solutions/automotive/wevc>. [Accessed: 14-January-2019].
- [13] S. Li, C.C. Mi, “Wireless Power Transfer for Electric Vehicle Applications,” in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 3, no. 1, pp. 4–17, March, 2015.
- [14] C. Jiang, K.T. Chau, K.T. L. Chunhua, C. Ho Tin., “An Overview of Resonant Circuits for Wireless Power Transfer,” *Energies*. 10. 894, June, 2017.
- [15] Power Supply Design Seminar, TI Literature, “Survey of resonant converter topologies,” 2018, Available: <https://www.ti.com/seclit/ml/slup376/slup376.pdf>. [Accessed: 14-January-2019].
- [16] J.A. Sabate, M.M. Jovanic, F.C. Lee, R.T. Gean, “Analysis and design optimization of LCC resonant inverter for high-frequency ac distributed power system,” *IEEE Transactions on industrial Electronics*, vol. 42, no. 1, pp. 63–71, February, 1995.
- [17] I.-O. Lee, G.-W. Moon, “Analysis and design of a three-level LLC series resonant converter for high- and wide-input-voltage applications,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 6, pp. 2966–2979, June, 2012.
- [18] K. Wang, F.C. Lee, J. Lai, “Operation principles of bi-directional full-bridge dc/dc converter with unified soft-switching scheme and soft-starting capability,” in *Proceedings of the 15th IEEE Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition*, (APEC), pp. 111–118, February, 2000.
- [19] H.R. Karshenas, H. Daneshpajoooh, A. Safaee, A. Bakhshai, P. Jain, “Basic families of medium-power soft-switched isolated bidirectional dc-dc converters,” in *Proceedings of the 2nd Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC)*, April, 2011, pp. 92–97.

Capítulo 3

3.1 Introducción

La teoría GSSA es una herramienta muy utilizada para el modelamiento de convertidores eléctricos ya que facilita su análisis bajo diferentes condiciones de operación [1]. Un modelo GSSA se deriva del hecho de que una forma de onda $x(t)$, en el intervalo $(t - T, t]$ puede aproximarse mediante una representación compleja de la forma de Fourier de la forma:

$$x(t \rightarrow T + s) = \sum_k \langle x \rangle_k(t) e^{jk\omega(t-T+s)} \quad (3.1)$$

donde $\omega = 2\pi/T$ y $\langle x \rangle_k(t)$ es el k -th coeficiente complejo de la serie de Fourier.

$$\langle x \rangle_k(t) = \frac{1}{T} \int_0^T x(t - T + s) e^{-jk\omega(t-T+s)} \quad (3.2)$$

Ahora bien, teniendo en cuenta que los armónicos de orden elevado son filtrados, los convertidores resonantes pueden ser modelados con gran precisión por los componentes fundamentales complejos de Fourier, los que corresponde a $k = -1, +1$. De igual forma la derivada en el tiempo del k -th coeficiente complejo de la serie de Fourier está dado por:

$$\frac{d}{dt} \langle x \rangle_k = \left\langle \frac{d}{dt} x \right\rangle_k(t) - jk\omega \langle x \rangle_k(t) \quad (3.3)$$

Esta propiedad es utilizada en la derivación del modelo de pequeña señal del convertidor LCL-T resonante estudiado en este trabajo de investigación.

3.2. Convertidor resonante tipo LCL-T

El convertidor tipo LCL-T mostrado en la figura 3.1 comprende un rectificador de onda completa no controlado para rectificar la tensión $v_{in}(t)$, un bus dc con capacitor C_{bus} , un H-bridge controlado y un tanque resonante tipo LCL-T [2], [3]. La resistencia R_{eq} representa la resistencia equivalente en serie del inductor L_{track} y la carga que se conecta al convertidor. El capacitor C_2 se emplea para filtrar las componentes de alta frecuencia a la salida del convertidor. El transformador T_1 , por lo general de ferrita para aplicaciones de baja potencia, posee una relación de transformación de $n_1:n_2$.

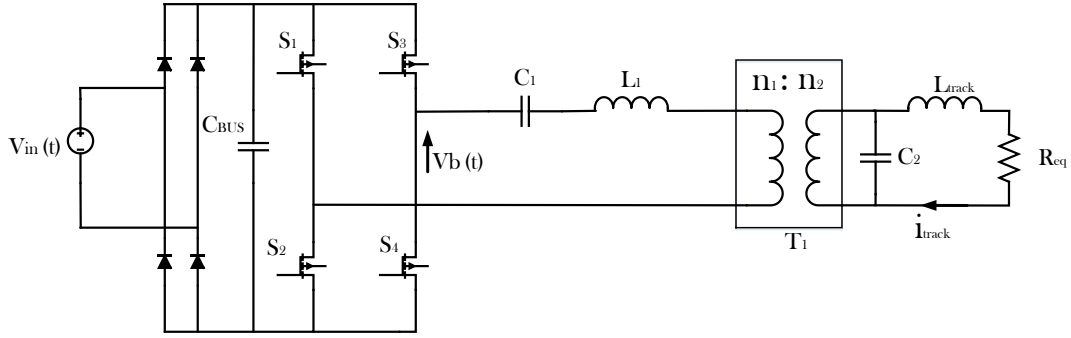


Figura 3.1. Esquema del conversor LCL-T

3.3. Modelo de pequeña señal del convertidor LCL-T

El esquema equivalente del conversor LCL-T antes descrito es ilustrado en la figura 3.2. Para obtenerlo se hacen las siguientes simplificaciones: el transformador de aislamiento tiene una relación de transformación de uno. El voltaje de salida del H-bridge ($v_b(t)$) es representado por su componente fundamental V_{Bf} . Vale la pena mencionar que la red LCL-T opera como filtro, por lo que la componente fundamental de salida del H-bridge es la única que pasa al lado de la carga. La tensión de entrada es puramente dc y no se ve afectada por la operación del convertidor. La resistencia R_c es equivalente a la resistencia ESR del capacitor de salida C_2 . Una resistencia R_1 es incluida en el modelo para modelar los efectos de amortiguamiento en el bus dc y en los dispositivos semiconductores del inversor. Finalmente, las pérdidas por conmutación y switcheo del H-bridge es despreciable.

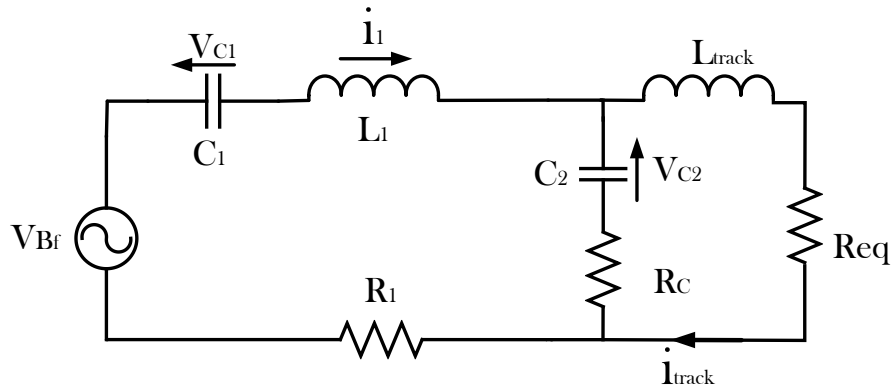


Figura 3.2. Modelo equivalente del conversor LCL-T

Dado que las señales de tensión y corriente en el circuito resonante se asumen como sinusoidales, se toma solo la componente fundamental en el análisis. Esto quiere decir que

las entradas, las salidas y las variables de estado del modelo de pequeña señal son los valores *rms* de las señales sinusoidales promediadas en un periodo de resonancia [1], [2].

Aplicando las leyes de Kirchhoff al circuito equivalente de la figura 3.2 se obtiene:

$$\begin{aligned} L_1 \frac{di}{dt} &= v_{Bf} - v_{C1} - v_{C2} - (i_1 - i_{track})R_C - i_1 R_1 \\ C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} &= i_1 \\ C_2 \frac{dv_{C2}}{dt} &= i_1 - i_{track} \\ L_{track} \frac{di_{track}}{dt} &= v_{C2} + (i_1 - i_{track})R_C - i_{track} R_{eq} \end{aligned} \quad (3.4)$$

Aplicando (3.2) y (3.3) a la fuente de tensión $v_{Bf}(t)$ y al conjunto de ecuaciones (3.4) se obtiene:

$$v_{Bf}(t) = V_m \sin(\omega t) \rightarrow \langle v_{Bf} \rangle_1 = \langle V_m \sin(\omega t) \rangle_1 = -j \frac{V_m}{2} = -j \frac{v_{Bf,RMS}}{\sqrt{2}} \quad (3.5)$$

y,

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \langle i_1 \rangle_1 &= - \left(j\omega + \frac{R_C + R_1}{L_1} \right) \langle i_1 \rangle_1 + \frac{-jV_m}{2 * L_1} - \frac{\langle v_{C1} \rangle_1}{L_1} - \frac{\langle v_{C2} \rangle_1}{L_1} + \langle i_{track} \rangle_1 \frac{R_C}{L_1} \\ \frac{d}{dt} \langle v_{C1} \rangle_1 &= -j\omega \langle v_{C1} \rangle_1 + \frac{\langle i_1 \rangle_1}{C_1} \\ \frac{d}{dt} \langle v_{C2} \rangle_1 &= -j\omega \langle v_{C2} \rangle_1 + \frac{\langle i_1 \rangle_1}{C_2} - \frac{\langle i_{track} \rangle_1}{C_2} \\ \frac{d}{dt} \langle i_{track} \rangle_1 &= - \left(j\omega + \frac{R_C + R_{eq}}{L_{track}} \right) \langle i_{track} \rangle_1 + \frac{\langle v_{C2} \rangle_1}{L_{track}} + \langle i_1 \rangle_1 \frac{R_C}{L_{track}} \end{aligned} \quad (3.6)$$

donde V_m y ω son la magnitud máxima y la frecuencia angular de V_{Bf} , respectivamente. Se debe tener en cuenta que la magnitud del coeficiente de Fourier complejo en (3.5) es dos veces menor que la magnitud máxima de $v_{Bf}(t)$.

Las variables de estado promediadas de (3.6) se expresan de forma compleja como:

$$\begin{aligned} \langle i_1 \rangle_1 &= x_1 + jx_2 \\ \langle v_{C1} \rangle_1 &= x_3 + jx_4 \\ \langle v_{C2} \rangle_1 &= x_5 + jx_6 \\ \langle i_{track} \rangle_1 &= x_7 + jx_8 \end{aligned} \quad (3.7)$$

donde x_n son números reales. El modelo de espacio de estado promediado se puede obtener sustituyendo (3.7) en (3.6) e igualando los componentes reales e imaginarias se obtiene (3.8).

Como se observa, el vector de estados X es $[x_1 \ x_2 \ ... \ x_8]$, $B = [0 \ -\frac{1}{2L_1} \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T$ y $\mu = V_m$. La matriz c es la identidad, aunque como se verá en el próximo capítulo se desarrollará un observador que permite la estimación de algunas de las variables.

$$\begin{aligned}
\frac{dx_1}{dt} &= x_2\omega - \frac{R_C + R_1}{L_1}x_1 - \frac{x_3}{L_1} - \frac{x_5}{L_1} + \frac{x_7R_C}{L_1} \\
\frac{dx_2}{dt} &= -\omega x_1 - \frac{R_C + R_1}{L_1}x_2 - \frac{V_m}{2L_1} - \frac{x_4}{L_1} - \frac{x_6}{L_1} + \frac{x_8R_C}{L_1} \\
\frac{dx_3}{dt} &= \omega x_4 + \frac{x_1}{C_1} \\
\frac{dx_4}{dt} &= \omega x_4 + \frac{x_1}{C_1} \\
\frac{dx_5}{dt} &= \omega x_6 + \frac{x_1}{C_2} - \frac{x_7}{C_2} \\
\frac{dx_6}{dt} &= -\omega x_5 + \frac{x_2}{C_2} - \frac{x_8}{C_2} \\
\frac{dx_7}{dt} &= \omega x_8 - \frac{R_C + R_{eq}}{L_{track}}x_7 + \frac{x_5}{L_{track}} + \frac{x_1R_C}{L_{track}} \\
\frac{dx_8}{dt} &= -\omega x_7 - \frac{R_C + R_{eq}}{L_{track}}x_8 + \frac{x_6}{L_{track}} + \frac{x_2R_C}{L_{track}}
\end{aligned} \tag{3.8}$$

La magnitud pico de cada una de las variables en (3.7) puede establecerse como la sumatoria en cuadratura de su parte real e imaginaria. Así por ejemplo, I_{track} está dado por:

$$I_{track} = 2 * \sqrt{x_7^2 + x_8^2} \tag{3.9}$$

En caso de existir perturbaciones, su análisis puede ser descrito introduciendo en el modelo de pequeña señal en (3.8) las variaciones alrededor del punto de operación. Se tiene entonces que:

$$\begin{aligned}
x_n &= X_{n,ss} + \tilde{x}_n, \quad n = \{1, 2, \dots, 7, 8\} \\
V_m &= V_{m,ss} + \tilde{v}_m
\end{aligned} \tag{3.9}$$

El nuevo modelo de espacios de estados del sistema teniendo en cuenta las perturbaciones es:

$$\begin{aligned}
\frac{d\tilde{x}_1}{dt} &= \tilde{x}_2\omega - \frac{R_C + R_1}{L_1}\tilde{x}_1 - \frac{\tilde{x}_3}{L_1} - \frac{\tilde{x}_5}{L_1} + \tilde{x}_7\frac{R_C}{L_1} \\
\frac{d\tilde{x}_2}{dt} &= -\tilde{x}_1\omega - \frac{R_C + R_1}{L_1}\tilde{x}_2 - \frac{\tilde{v}_m}{2L_1} - \tilde{x}_4\frac{1}{L_1} - \tilde{x}_6\frac{1}{L_1} + \tilde{x}_8\frac{R_C}{L_1} \\
\frac{d\tilde{x}_3}{dt} &= \tilde{x}_4\omega + \frac{\tilde{x}_1}{C_1} \\
\frac{d\tilde{x}_4}{dt} &= \omega\tilde{x}_4 + \frac{\tilde{x}_2}{C_1} \\
\frac{d\tilde{x}_5}{dt} &= \tilde{x}_6\omega + \frac{\tilde{x}_1}{C_2} - \frac{\tilde{x}_7}{C_2} \\
\frac{d\tilde{x}_6}{dt} &= -\tilde{x}_5\omega + \frac{\tilde{x}_2}{C_2} - \frac{\tilde{x}_8}{C_2} \\
\frac{d\tilde{x}_7}{dt} &= \tilde{x}_8\omega - \frac{R_C + R_{eq}}{L_{track}}\tilde{x}_7 + \frac{\tilde{x}_5}{L_{track}} + \frac{\tilde{x}_1 R_C}{L_{track}} \\
\frac{d\tilde{x}_8}{dt} &= -\tilde{x}_7\omega - \frac{R_C + R_{eq}}{L_{track}}\tilde{x}_8 + \frac{\tilde{x}_6}{L_{track}} + \tilde{x}_2\frac{R_C}{L_{track}}
\end{aligned} \tag{3.10}$$

Bibliografia

- [1] S.R. Sanders, J.M. Noworolski, X. Z. Liu, G.C. Verghese, “Generalized averaging method for power conversion circuits,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 6, no. 2, pp. 251–259, April, 1991.
- [2] H. Hao, G. Covic, and J. Boys, “A parallel topology for inductive power transfer power supplies,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 3, pp. 1140–1151, March, 2013.
- [3] H. Feng, T. Cai, S. Duan, X. Zhang, H. Hu, “Modeling and analysis of phase-shift controlled LCL resonant converter in wireless charging systems,” in *Proceedings of the 2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, (APEC), pp. 3714–3719, Tampa, FL, 2017.

Capítulo 4

4.1 Introducción

El modelo matemático de pequeña señal del convertidor LCL-T obtenido en la sección anterior, es utilizado para diseñar un esquema de control por realimentación de estados que permita controlar la corriente de salida o la que está circulando por el secundario de sistemas WPT. Como se dedujo, las variables de estado promediadas están asociadas a la corriente i_1 que circula por el inductor L_1 , los voltajes v_{c1} y v_{c2} en terminales de los capacitores C_1 y C_2 respectivamente, y la corriente i_{track} del inductor de salida L_1 , que es la misma que circula por la resistencia equivalente R_{eq} .

El esquema de control para este tipo de convertidores hace variaciones del ciclo de trabajo de convertidor dc-ac de alta frecuencia con el fin de ajustar el voltaje de entrada al circuito LCL-T. Por lo general la frecuencia de conmutación (f_{sw}) debe de ser constante, con el fin de operar el sistema de WPT en el punto de resonancia. En el esquema de control acá presentado se requiere conocer la corriente de salida i_{track} con el fin de ajustar el ciclo. Sin embargo, esta corriente no siempre es de fácil acceso por lo que se diseña un observador de orden reducido para su estimación.

4.2 Esquema de control

Como se indica en las ecuaciones de estado el sistema requiere dos sensores de corriente y dos sensores de voltaje para conocer por completo el estado del sistema en cualquier instante. Del conjunto de ecuaciones, los valores promedios de i_1 , v_{c1} , v_{c2} , e i_{track} , está dado por:

$$\begin{aligned}\langle i_1 \rangle_1 &= x_1 + jx_2 \\ \langle v_{c1} \rangle_1 &= x_3 + jx_4 \\ \langle v_{c2} \rangle_1 &= x_5 + jx_6 \\ \langle i_{track} \rangle_1 &= x_7 + jx_8\end{aligned}\tag{4.1}$$

de donde x_n son números reales. Los valores en estado estacionario de cada variable están dados por:

$$\begin{aligned}I_1 &= 2\sqrt{x_1^2 + x_2^2} \\ V_{c1} &= 2\sqrt{x_3^2 + x_4^2} \\ V_{c2} &= 2\sqrt{x_5^2 + x_6^2} \\ I_{track} &= 2\sqrt{x_7^2 + x_8^2}\end{aligned}\tag{4.2}$$

La magnitud de cada vector es multiplicada por dos debido a que durante la descomposición de v_{Bf} , la magnitud máxima V_m es dividida por dos [1].

4.2.1 Diseño del observador

En el esquema de control acá presentado, la variable a controlar es la corriente I_{track} mientras que la variable de control es V_{Bf} . Como se mencionó anteriormente de las cuatro variables de estado (que se descomponen en parte real e imaginaria para obtener ocho), se supondrá que solo se cuentan con sensores de voltaje para establecer v_{c1} y v_{c2} . La corriente i_1 se establece multiplicando el valor del capacitor C_1 por la derivada del voltaje v_{c1} . Finalmente la corriente i_{track} es encontrada utilizando un observador de orden reducido. Vale la pena mencionar que dicha corriente también puede ser encontrada aplicando la primera ley de Kirchhoff en uno de los nodos de la topología equivalente, sin embargo, esto demandaría la utilización de otra derivada en el sistema.

La observabilidad pretende conocer el estado del sistema a partir del conocimiento de la entrada y salida. La matriz de observabilidad es:

$$\sigma = [C \quad CA \quad CA^2 \quad CA^3 \quad CA^{n-1}]' \quad (4.3)$$

donde $A \in \mathbb{R}^{n \times n}$, $C \in \mathbb{R}^{p \times n}$ y $\sigma \in \mathbb{R}^{np \times n}$ y tiene rango n . Aplicando dicho criterio al espacio de estados del sistema se encuentra que el rango de σ es de 8 por lo que el sistema es observable desde v_{c1} y v_{c2} .

Con el fin de validar el diseño del observador, se simula en Matlab/Simulink el convertidor bajo estudio cuyos parámetros son presentados en la tabla I [1].

Tabla 1. Parámetros del sistema LCL-T

PARÁMETRO	VALOR
C_{bus}	10 μ F
C_1	959 nF
L_1	114 μ H
C_2	721 nF
L_{track}	75 μ H
R_1	2.5 Ω
R_c	1 m Ω
R_{eq}	4 Ω
f_{sw}	10 kHz
CONDICIONES INICIALES	
$I_1(0)$	$2\sqrt{2}$ A
$V_{c1}(0)$	$2\sqrt{50}$ V
$V_{c2}(0)$	$2\sqrt{50}$ V
$I_{track}(0)$	0 V

Con las ecuaciones de estado descritas en la sección anterior, se realiza la validación del inicial del modelo haciendo variaciones en el voltaje de salida del puente V_m . Vale la pena mencionar que $v_{Bf} = V_m \sin(\omega t)$. Asumiendo que las condiciones iniciales de las ecuaciones son las descritas en la tabla y variando V_m :

$$V_m = \begin{cases} 0 \text{ V} & 0 < t < 1\text{ms} \\ 50 \text{ V} & 1 \leq t < 3\text{ms} \\ 100 \text{ V} & 3 \leq t < 5\text{ms} \\ 50 \text{ V} & 5 \leq t < \infty \end{cases} \quad (4.4)$$

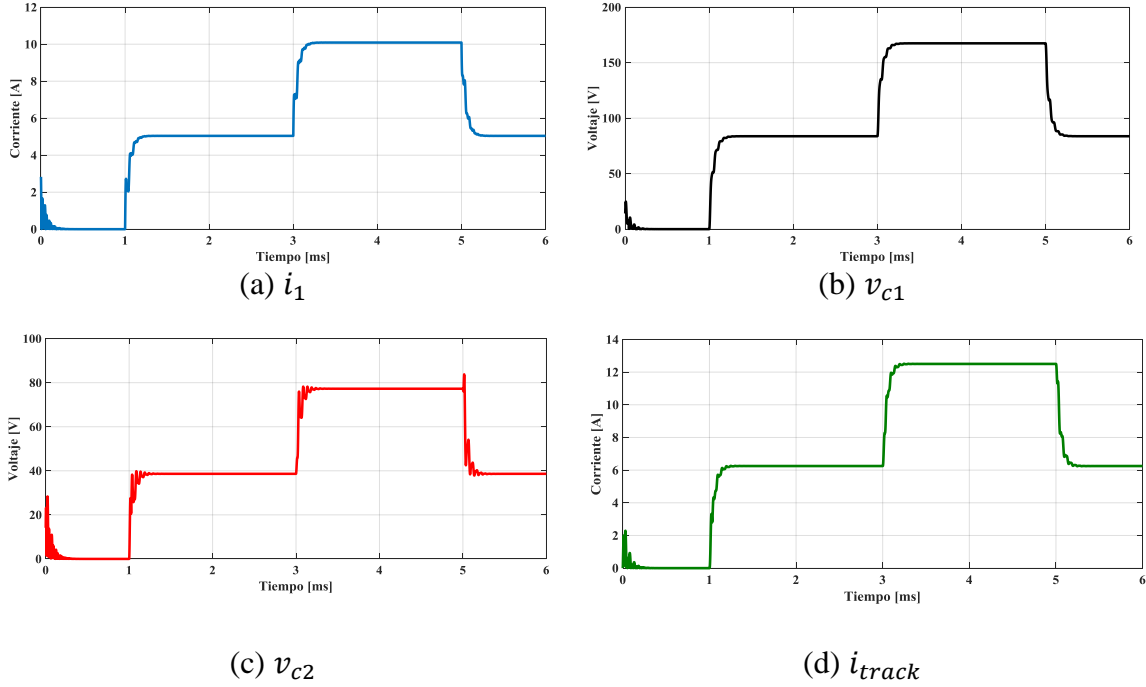
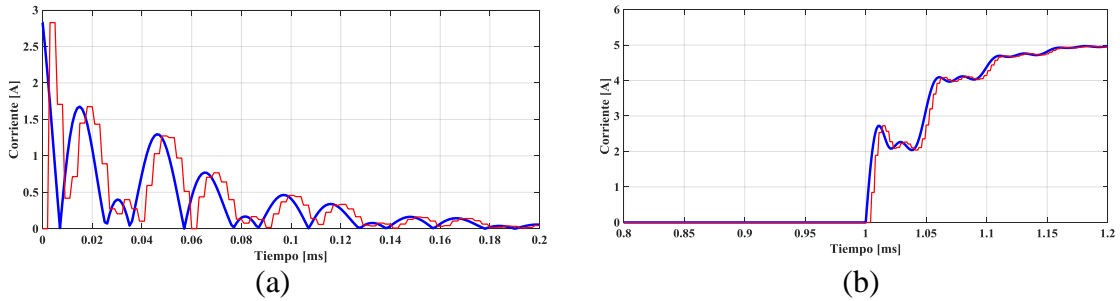
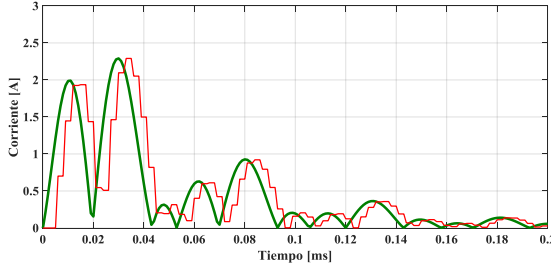


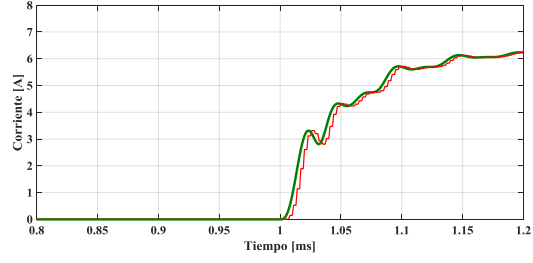
Figura 4.1. Cambios en las variables de estado del sistema $X = [i_1 \ v_{c1} \ v_{c2} \ i_{track}]$ para variaciones en el voltaje de entrada

En la figura 4.2 se ilustra como el observador estima las corrientes i_1 e i_{track} durante las condiciones iniciales (figuras 4.2 (a) y (c) respectivamente), y cuando cambia la referencia de V_m en 1ms (figuras 4.2 (b) y (d) respectivamente). Como se mencionó anteriormente, no todos los estados están disponibles en este tipo de convertidores ya que las variables eléctricas (en especial la corriente) son de difícil acceso o requieren anchos de banda muy elevados (mayores a 100 MHz).





(c)



(d)

Figura 4.2. Desempeño del observador en la estimación de las corrientes i_1 e i_{track} durante las condiciones iniciales (a), (c), y cuando cambia la referencia (b) y (d) en 1ms

4.2.2 Diseño del controlador

El esquema de control desarrollado con realimentación de estados del sistema y estimando los estados, es presentado en la figura 4.3.

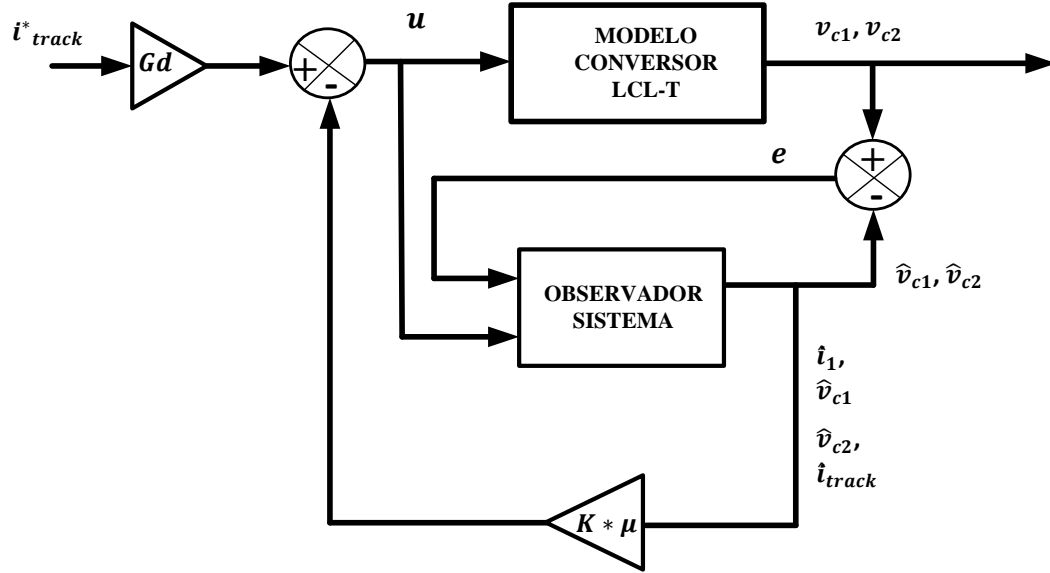


Figura 4.3. Esquemático del sistema de control con realimentación del estado

El vector de salida del sistema es $X = [v_{c1} \ v_{c2}]$ y la señal de error es $e = y - \hat{y}$. La ganancia L del observador es diseñada de tal forma que el observador responda más rápido que el sistema original [2]. El vector de espacios observados $\hat{X} = [\hat{i}_1 \ \hat{v}_{c1} \ \hat{v}_{c2} \ \hat{i}_{track}]$ es realimentado a través de la ganancia K con el fin de regular el sistema. El esquema de control controla y regula el valor *rms* de la corriente de seguimiento i_{track} variando el ciclo de trabajo del convertidor H-bridge.

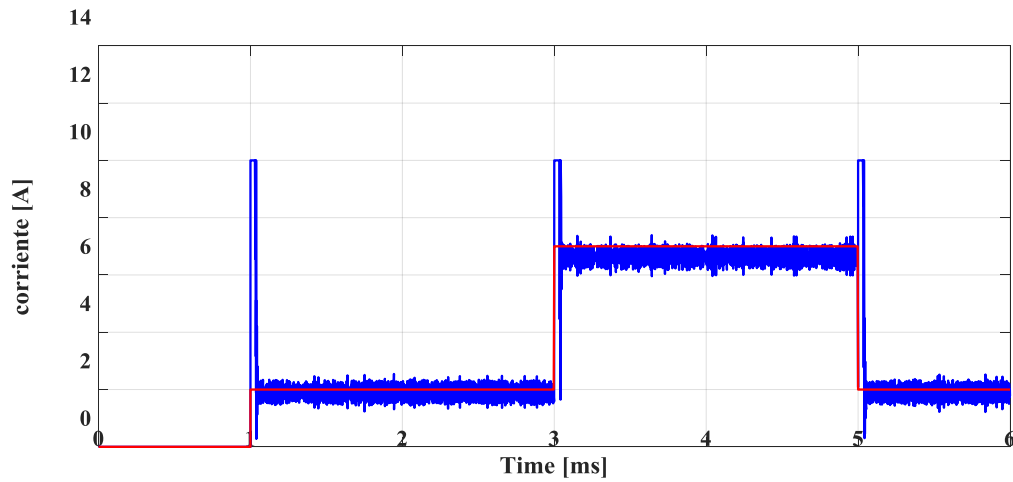


Figura 4.4. Comportamiento de la corriente i_{track} (azul) a medida que varía la referencia i^*_{track} (rojo)

Bibliografía

- [1] H. Hao, G.A. Covic, J.T. Boys, “An Approximate Dynamic Model of LCL-T –Based Inductive Power Transfer Power Supplies,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 10, pp. 5554–5567, October, 2014.
- [2] D. Giraldo, I. Tabares, “Teoría de Control,” Universidad Tecnológica de Pereira, 2002.

Capítulo 5

Conclusiones y Trabajo Futuro

En el presente trabajo se presentó un modelo de pequeña señal que representa el comportamiento de un convertidor resonante empleado en aplicaciones de WPT. El modelo resultante muestra su funcionalidad al probar el sistema en lazo abierto para ver el comportamiento de las variables de salida.

Se muestra en la figura 4.2 que el observador diseñado –cuyos polos son 4 veces los del sistema en lazo cerrado– identifica las variables de estado en menos de $5\mu s$. Esto es de especial utilidad en estas aplicaciones cuyas frecuencias de conmutación están sobre los 10 kHz. También se observa en la figura 4.2 que las variables a identificar son estimadas en $50\mu s$.

El esquema de control presentado en la figura 4.3 utiliza las variables estimadas para realimentar todo el estado del sistema. Las variables sensadas son los voltajes en los capacitores, mientras que las estimadas son las corrientes en las inductancias. El esquema propuesto permite reducir los costos de implementación al demandar menor número de sensores y etapas de acondicionamiento.

Como se muestra en la figura 4.4, la variable a controlar (i_{track}) sigue la referencia deseada con errores menores al 5%. Como se observa, se presenta un sobrepaso que llega hasta los 10A. Dicho límite es debido a que la señal de control se satura en 200 V que es el máximo teórico que se puede obtener a la salida de H-bridge.

Como trabajo futuro se analizará la variación paramétrica de los componentes del convertidor LCL-T y se realizará un análisis de sensibilidad. También, se evaluará el efecto de incrementar la distancia entre los devanados primario y secundario de la topología. Finalmente se espera construir un convertidor resonante de 300 W con el fin de validar este y otros esquemas de control.